

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-233044

(43)Date of publication of application : 05.09.1997

(51)Int.Cl.

H04J 11/00
H04L 27/18

(21)Application number : 08-034572

(71)Applicant : HITACHI LTD

(22)Date of filing : 22.02.1996

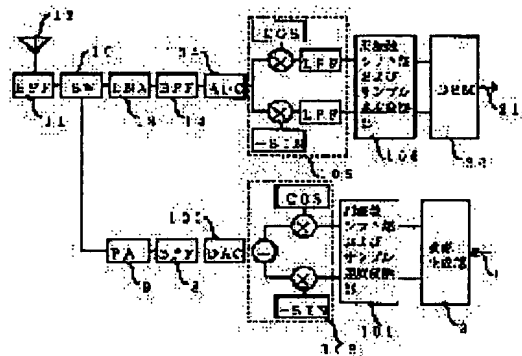
(72)Inventor : SUZUKI HIDEYA
DOI NOBUKAZU

(54) RADIO COMMUNICATION EQUIPMENT

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To minimize a reference discrete carrier data quality as required in the case of replacing an existing analog configuration with a digital configuration in the generation of a carrier in a radio equipment.

SOLUTION: A transmission section gives a transmission bit stream to a waveform generating section, in which the frequency of in-phase and orthogonal components is shifted, a sampling speed of both the components subject to frequency shift is increased up to a required speed and a digital orthogonal modulator 102 obtains a desired transmission frequency. An A/D converter 104 of a reception section digitizes a reception signal, the resulting signal is given to a digital orthogonal detector 105, in which the in-phase and orthogonal components with a center frequency of Δf are generated, the sample speed of the in-phase and orthogonal components of the reception signal is reduced up to a required speed, the frequency is shifted by Δf and then the in-phase and orthogonal components whose center frequency is set to 0 are generated.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-233044

(43) 公開日 平成9年(1997)9月5日

(51) Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 J 11/00			H 0 4 J 11/00	Z
H 0 4 L 27/18			H 0 4 L 27/18	Z

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願平8-34572

(22) 出願日 平成8年(1996)2月22日

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所

東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72) 発明者 鈴木 秀哉

東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地

株式会社日立製作所中央研究所内

(72) 発明者 土居 信数

東京都国分寺市東恋ヶ窪1丁目280番地

株式会社日立製作所中央研究所内

(74) 代理人 弁理士 小川 勝男

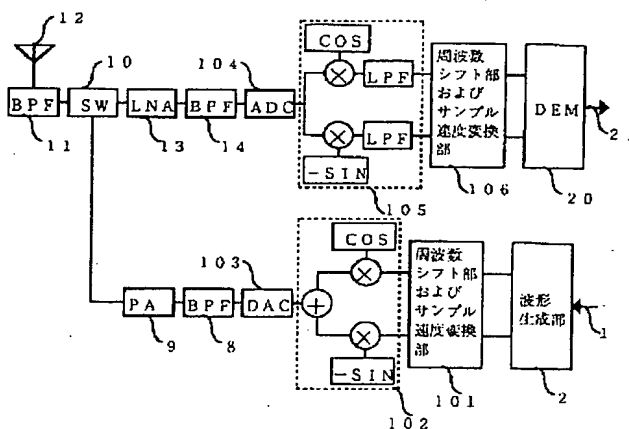
(54) 【発明の名称】 無線通信機器

(57) 【要約】

【課題】無線器のキャリア生成で、現状のアナログ構成をデジタル構成に置き換えた場合に、参照離散キャリアデータ量を必要最小限とする。

【解決手段】送信部では、送信ビットストリーム1を波形生成部2に入力し、同相および直交成分の周波数シフトを行い、周波数シフトされた両成分のサンプル速度を必要な速度まで高速化させた後、デジタル化直交変調器102で所望の送信周波数を得る。受信部では、A/D変換器104でデジタル化された受信信号をデジタル化直交検波器105に入力し、 Δf の中心周波数を有する同相および直交成分を生成し、受信信号の同相および直交成分のサンプル速度を必要な速度まで低下させた後、 Δf の周波数シフトを行い中心周波数を0とした同相および直交成分を生成する。

図1



1

【特許請求の範囲】

【請求項 1】送信キャリア周波数 f_n が、 $f_n = A \times f_{ch} + \Delta f$ （ただし、 f_{ch} ：キャリア周波数間隔、 A ：整数、 Δf ：オフセット周波数）と記述される関係*

$$I'(t) = I(t) \times \cos(2\pi \Delta f t) - Q(t) \times \sin(2\pi \Delta f t) \\ Q'(t) = I(t) \times \sin(2\pi \Delta f t) + Q(t) \times \cos(2\pi \Delta f t) \dots (\text{数 1})$$

にて示される構成により、 I' および Q' を生成し、前記生成された I' および Q' をデジタル化された直交変調器の同相成分および直交成分入力信号として使用することを特徴とする無線通信機器。

【請求項 2】前記デジタル化された直交変調器におけるキャリア生成用離散正弦波データが一周期を N 等分した振幅値で構成されている場合、 N が 4 の整数倍である請求項 1 の無線通信機器。

【請求項 3】前記キャリア生成用離散正弦波データにおいて、サンプル周波数 f_s および前記キャリア周波数間隔

$$I'(t) = I(t) \times \cos(2\pi \Delta f t) + Q(t) \times \sin(2\pi \Delta f t) \\ Q'(t) = -I(t) \times \sin(2\pi \Delta f t) + Q(t) \times \cos(2\pi \Delta f t)$$

にて示される構成により、 I' および Q' を生成し、前記生成された I' および Q' より位相または振幅情報を抽出し、前記抽出された位相または振幅情報を基に復調動作を行うことを特徴とする無線通信機器。

【請求項 5】デジタル化された直交検波器におけるキャリア生成用離散正弦波データが一周期を N 等分した振幅値にて構成されている場合、 N が 4 の整数倍である請求項 4 の無線通信機器。

【請求項 6】前記キャリア生成用離散正弦波（もしくは余弦波）データにおいて、サンプル周波数 f_s および前記キャリア周波数間隔 f_{ch} との間に、 $f_s = B \times f_{ch}$ （ B ：整数）と示される関係を有することを特徴とする請求項 4 または請求項 5 の無線通信機器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は無線通信の分野に関し、特に実質上デジタル回路にて構成される無線通信機器に関する。

【0002】

【従来の技術】従来の無線通信機器は主としてアナログ回路にて構成されている。図 15 に従来の無線通信機器の構成を示す。

【0003】初めに、送信側について説明する。送信ビットストリーム 1 は波形生成部 2 に入力され、送信ビットストリーム 1 に応じて、所定の変調のための同相および直交成分を生成する。同相および直交成分の各デジタル信号はそれぞれ D/A 変換器 3 によってアナログ信号に変換される。直交変調器 4 でアナログ信号に変換された同相および直交成分を入力として所定の I/F 信号を出力とする直交変調操作が行われる。この際、同相成分には I/F 周波数に等しいローカル信号が乗じられ、また、

2

*を有する場合に、波形生成後の同相成分を $I(t)$ 、直交成分を $Q(t)$ と表した際に、

【数 1】

※隔 f_{ch} との間に、 $f_s = B \times f_{ch}$ （ B ：整数）の関係を有する請求項 1 または請求項 2 の無線通信機器。

【請求項 4】受信キャリア周波数 f_n が、 $f_n = A \times f_{ch} + \Delta f$ （ただし、 f_{ch} ：キャリア周波数間隔、 A ：整数、 Δf ：オフセット周波数）と記述される関係を有する場合に、直交検波器出力の同相成分を $I(t)$ 、直交成分を $Q(t)$ と表した際に、

【数 2】

… (数 2)

直交成分にはローカル信号の位相が $\pi/2$ だけシフトしたものが乗じられる。各々位相の異なるローカル信号を乗じた同相および直交成分は加算され I/F 信号となる。

【0004】 I/F 信号は増幅器 5 で所定の増幅を行った後、周波数シンセサイザ 7 で所望のキャリア周波数を得るために生成された周波数とミキサ 6 で乗算が行われる。この出力信号には所望の周波数成分以外にイメージおよびキャリアリークなどの不要波成分が存在する。従って、前述の不要波を除去するために BPF 8 が必要である。 BPF 8 を通過した所望の周波数信号は PA （Power Amplifier）9 で所望の電力まで増幅された後、例えば、 $TDMA/TDD$ （Time Division Multiple Access/Time Division Duplex）方式の移動機の場合には、送受切り替えスイッチ 10、 BPF 11 およびアンテナ 12 を介して送信される。

【0005】次に、受信側について説明する。アンテナ 12 で受けられた受信信号は BPF 11 で該当する無線システムで使用される信号以外の不要波を除去する。受信信号は送受切り替えスイッチ 10 を通過した後、 LNA （Low Noise Amplifier）13 で所定の増幅を行った後、 BPF 14 で不要波を除去する。その後、受信信号は周波数シンセサイザ 7 で所望の信号を選択するために生成された周波数信号とミキサ 15 で乗算が行われる。この出力信号から所望の I/F 信号を抽出するために BPF 16 が必要である。 BPF 16 を通過した所望の周波数信号は増幅器 17 で所定の増幅が行われた後、直交検波器 18 で I/F 信号から同相および直交成分が抽出される。抽出された同相および直交成分は各々 A/D 変換器 19 でデジタル信号へと変換され、復調器 20 で受信ビットストリーム 21 が生成される。

【0006】次に、従来例におけるアナログ回路で構成

される部分をデジタル回路に置き換えた構成例を図 16 に示す。図 16 の構成で図 15 と異なる点は、送信側、受信側共に IF を持たない点である。この構成でキャリアの選択は直交変調器および直交検波器におけるローカル周波数を可変とすることによりなされる。

【0007】初めに送信側について説明する。送信ビットストリーム 1 は波形生成部 2 に入力され、送信ビットストリーム 1 に応じて、同相および直交成分を生成する。この後、同相および直交成分はそれぞれサンプル速度変換部 1601 で適当なサンプル速度まで高速化される。サンプル速度変換部の一例を図 17 に示す。この例で、波形生成部 2 からの同相および直交成分を各々イン*

$$S(t) = I_{tx}(t) \times \cos(2\pi f t) - Q_{tx}(t) \times \sin(2\pi f t) \quad \cdots (\text{数} 3)$$

デジタル化直交変調器 102 では、 $S(t)$ を生成するために所望の送信周波数 f に対する $\cos(2\pi f t)$ および $-\sin(2\pi f t)$ が必要となる。この生成に関しては、メモリ上に予め \cos および \sin テーブルを作成しておき必要に応じて時間に対応するデータを読み出す方法や、DSP 等により必要に応じて毎回 \cos および \sin 値を算出する方法等が考えられる。このメモリ上にテーブルを作成する方法の一例については後述する。

【0010】 $S(t)$ は D/A 変換器 103 によりアナログ信号に変換される。この際、D/A 変換器 103 の出力では所望の周波数以外に不要波が複数存在する。従って、D/A 変換器 103 の出力信号を不要波の除去のために BPF 8 または LPF を通過させる必要がある。BPF 8 または LPF を通過した信号は従来例と同様に、※

$$I_{rx}(t) = \text{LPF}(R(t) \times \cos(2\pi f t))$$

$$Q_{rx}(t) = \text{LPF}(-R(t) \times \sin(2\pi f t)) \quad \cdots (\text{数} 4)$$

ただし、 $\text{LPF}(x)$ は x に対しキャリア選択用 LPF で、ある規定された周波数以下の信号のみ通過させることを意味する。

【0013】デジタル化直交検波器 105 では、 $I_{rx}(t)$ 、 $Q_{rx}(t)$ を生成するために所望の受信周波数 f に対する $\cos(2\pi f t)$ および $\sin(2\pi f t)$ が必要となる。この生成に関しては、前述のデジタル化直交変調器 102 における場合と同様の方法が考えられる。

【0014】以上により生成された所望の受信波の同相成分および直交成分はそれぞれサンプル速度変換部 1602 で適当なサンプル速度まで低速化される。サンプル速度変換部の一例を図 19 に示す。この例で、デジタル化直交検波器 105 からの同相および直交成分を各々デシメートすることによりサンプル速度を低減している。低速化された同相成分および直交成分は復調器 20 に入力され、所定の復調を経て受信ビットストリーム 21 が出力される。

【0015】前述の様に、無線通信機器のデジタル化に関して、キャリア選択のためのデジタル化直交変調器およびデジタル化直交検波器はいずれも所望の周波数信号の生成が必要となる。以下にその所望の周波数信号の生

*ターボレートすることによりサンプル速度を高速化させている。各同相および直交成分の周波数特性を図 18 に示す。

【0008】高速化された同相および直交成分はデジタル化直交変調器 102 に入力され、所望の送信周波数信号に対して変調を施す。高速化された同相および直交成分をそれぞれ $I_{tx}(t)$ 、 $Q_{tx}(t)$ と表し、また、所望の送信周波数を f と表すと、デジタル化直交変調器 102 の出力信号 $S(t)$ は以下の式で示される。

【0009】

【数 3】

※PA9, SW10, BPF11 およびアンテナ 12 を介して送信される。

【0011】受信に関しては、アンテナ 12、BPF 11、SW10、LNA 13 および BPF 14 を介して得られたアナログ受信信号を A/D 変換器 104 でデジタル信号に変換する。変換されたデジタル信号はデジタル化直交検波器 105 で所望の受信波の同相成分および直交成分が抽出される。A/D 変換されたデジタル信号を $R(t)$ 、所望の受信波の同相成分および直交成分をそれぞれ $I_{rx}(t)$ 、 $Q_{rx}(t)$ と表し、また、所望の受信周波数を f と表すと、デジタル化直交検波器 105 の出力信号 $I_{rx}(t)$ 、 $Q_{rx}(t)$ は以下の式で示される。

【0012】

【数 4】

成法の一例を説明する。

【0016】まず初めに図 2 に周波数信号の基本となる離散正弦波（もしくは余弦波）データ（以下、離散キャリアデータと称する）のメモリへの格納例を示す。一周期の正弦波を等間隔に N 分割した各サンプル値 203 は順番にメモリ 201 内の所定のアドレス 202 に格納されている。

【0017】次に、図 3 を用いて複数周波数信号の生成原理について説明する。メモリ 201 に格納された離散キャリアデータをサンプル周波数 f_s で順次読み出した場合、周波数 $f_1 (= f_s / N)$ の正弦波 301 が生成される。読みだしアドレスは N のモジュロをとるものとする。次に、離散キャリアデータをサンプル周波数 f_s で一つ置きに読み出した場合、周波数 $f_2 (= 2 f_s / N)$ の正弦波 302 が生成される。また、離散キャリアデータをサンプル周波数 f_s で二つ置きに読み出した場合、周波数 $f_3 (= 3 f_s / N)$ の正弦波 303 が生成される。

【0018】以上の原理に基づきメモリ 201 で生成可能な周波数信号 $f_{n'}$ は、

【0019】

【数5】

$$f_n' = n \times f_s / N \quad (n: \text{整数}, 1 \leq n < N/2) \quad \dots \text{【数5】}$$

で示される。生成周波数間隔を f_a と表すと、

【0020】

$$f_a = f_s / N \quad \dots \text{【数6】}$$

と表される。

【0021】

【発明が解決しようとする課題】上記周波数生成例を例えばPHS(Personal Handy Phone System)に適用した場合を考えてみる。PHSにおけるキャリア周波数は1※10

$$\begin{aligned} f_n &= n \times 300 \text{ KHz} + 50 \text{ KHz} \\ &= (6n+1) \times 50 \text{ KHz} \end{aligned}$$

$$\text{ただし、}(n: \text{整数}, 6317 \leq n \leq 6393) \quad \dots \text{【数7】}$$

と表されるため、50KHz間隔の周波数生成が必要となる。しかし、同程度の f_s に関しては、数6より生成周波数間隔 f_a が大きい程、離散キャリアデータのデータ量 N が小さくなると考えられる。即ち、上述のPHSの例ではキャリア周波数間隔である300KHzとすることにより、離散キャリアデータ量の低減が可能であるが、数7よりこのままでは困難である。

【0023】仮に、 $f_s = 7622.4 \text{ MHz}$ とした場合、50KHz間隔の周波数生成のためには、数6より152448($7622.4 \text{ MHz} / 50 \text{ KHz}$)ワードの離散キャリアデータ量が必要となる。

【0024】

【課題を解決するための手段】本発明は、アナログ構成部分をデジタル回路に置き換えた際の離散キャリアデータ量を低減するために、同相および直交成分の周波数をシフトする。これにより離散キャリアデータ量を必要最小限とすることができる。

【0025】周波数シフトに関しては、上記離散キャリアデータで生成される周波数間隔を該当する無線システムのキャリア間隔とすることにより離散キャリアデータ量を最小とすることができると考えられる。しかし、実際にはキャリア間隔の整数倍が必ずしも該当する無線システムのキャリア周波数となっていない。従って、そのずれ分を補正することにより達成される。即ち、上述のPHSの例では50KHzの補正がこれにあたる。

【0026】

【発明の実施の形態】従来例の送信側で述べた様に、一周期の離散キャリアデータから生成される周波数信号は f_a の整数倍となる。従って、離散キャリアデータ量を低減するためには、 $f_a = \text{キャリア周波数間隔}$ とする必要がある。この際に、前述のPHSの例では50KHz★

$$I'_{tx}(t) = I_{tx}(t) \times \cos(2\pi \Delta f t) - Q_{tx}(t) \times \sin(2\pi \Delta f t)$$

$$Q'_{tx}(t) = I_{tx}(t) \times \sin(2\pi \Delta f t) + Q_{tx}(t) \times \cos(2\pi \Delta f t)$$

…【数8】

数8の構成例を図5に示す。また、 I'_{tx} 、 Q'_{tx} の周波数特性を図6に示す。

【0031】以上に基づいて生成された I'_{tx} 、 Q'_{tx} 50

*【数6】

※895.15~1917.95MHz(キャリア周波数間隔 300KHz)である。従って、所望周波数を f_n とすると、

【0022】

【数7】

★分の周波数シフトが必要である。

【0027】上述のような周波数シフトを考慮した、無線機構成例を図1に示す。送信ビットストリーム1は波形生成部2に入力され、同相および直交成分を生成する。この後、周波数シフト部により同相および直交成分の周波数シフトを行う。周波数シフトを施された同相および直交成分のサンプル速度を必要な速度まで高速化させた後、デジタル化直交変調器102で所望の送信周波数を得る。

【0028】次に、受信側について述べる。A/D変換器104でデジタル化された受信信号はデジタル化直交検波器105に入力され、所望の受信信号は Δf の中心周波数を有する同相および直交成分を生成する。出力された所望の受信信号の同相および直交成分はサンプル速度を必要な速度まで低下させる。この後、 Δf の周波数シフトを行い中心周波数を0とした同相および直交成分を生成する。新たな同相および直交成分は復調器20に入力され、復調動作を経て受信ビットストリーム21が出力される。

【0029】次に、送信側における周波数シフト部の一例を図4を用いて示す。送信ビットストリーム1は波形生成部2に入力され、送信ビットストリーム1に応じて、所定の変調のための同相および直交成分を生成する。本発明ではこの後、周波数シフト部101-2により同相および直交成分の周波数シフトを行う。同相および直交成分をそれぞれ $I_{tx}(t)$ 、 $Q_{tx}(t)$ 、シフトしたい周波数を Δf 、出力される Δf シフトされた新たな同相および直交成分を $I'_{tx}(t)$ 、 $Q'_{tx}(t)$ と表した場合に、以下のような関係となる。

【0030】

【数8】

に対して、サンプル速度をインターポレータ101-1に必要な速度まで高速化させた後、直交変調器102で所望の送信周波数を得る。この直交変調器102で使用

される周波数を f とした場合に、その出力 $S(t)$ は以下

の様に示される、

$$\begin{aligned}
 S(t) &= I'_{tx}(t) \times \cos(2\pi f t) - Q'_{tx}(t) \times \sin(2\pi f t) \\
 &= (I_{tx}(t) \times \cos(2\pi \Delta f t) - Q_{tx}(t) \times \sin(2\pi \Delta f t)) \\
 &\quad \times \cos(2\pi f t) \\
 &\quad - (I_{tx}(t) \times \sin(2\pi \Delta f t) + Q_{tx}(t) \times \cos(2\pi \Delta f t)) \\
 &\quad \times \sin(2\pi f t) \\
 &= I_{tx}(t) \times \cos(2\pi(f + \Delta f)t) \\
 &\quad - Q_{tx}(t) \times \sin(2\pi(f + \Delta f)t) \quad \dots (\text{数9})
 \end{aligned}$$

従って、 I_{tx} 、 Q_{tx} に対して $(f + \Delta f)$ の周波数信号で 10 直交変調を施したことに同等となる。

【0033】図7に本発明における直交変調器の構成例を示す。チャネル選択器701によって所望の周波数を生成するためのキャリア生成メモリ201のアドレス202の更新量(ここでは ΔA とする)を指定する。 ΔA は前述のPHSを例にとると所望のキャリア周波数より周波数シフト分50KHz(ここでは Δf とする)を差し引いた値が直交変調器におけるアップコンバート周波数(ここでは $f_{n'}$ とする)となる。数6における $f_a = 300\text{KHz}$ (ここでは $f_{a'}$ とする)に設定した 20 場合、 ΔA は $(f_{n'} / f_{a'})$ と表される。従って、仮に所望のキャリア周波数 $f_n = 1895.15\text{MHz}$ とした場合、 $\Delta A = (f_n - \Delta f) / f_{a'} = (1895.15\text{MHz} - 50\text{KHz}) / 300\text{KHz} = 6317$ となる。

【0034】加算器702では上記 ΔA とラッチa703における出力値との加算を行い、その加算結果を分周期716からのサンプルタイミングによりラッチa703で保持する。

【0035】ラッチa703に保持された値は二つの経路を取るようになる。第1の経路はセクタ706の第1入力となる。また、第2の経路は加算器705で前述の離散キャリアデータ格納メモリ201におけるデータ数 N の $1/4$ の値が減算され、その出力結果がセクタ706の第2入力となる。この減算により第1の経路と $\pi/2$ の位相シフトを行うことになる。

【0036】2経路の値を基に各サンプルタイミングにおける \cos および $-\sin$ 振幅値を生成する。始めに第1経路の値を用いた \cos 振幅値の生成について述べる。

【0037】セクタ706で選択された第1経路の出力はモジュロ N 算出器707で N の剰余が取られる。この結果をアドレスとして離散キャリアデータ格納メモリ201よりアドレスに対応する値を得る。この値をラッチb708で次のサンプルタイミングまで保持する。この保持値が各サンプルタイミングにおける \cos 振幅値である。

【0038】次に $-\sin$ 振幅値の生成について述べる。セクタ706で第2経路が選択された時の出力はモジュロ N 算出器707で N の剰余が取られる。この結果をアドレスとして離散キャリアデータ格納メモリ201よ 50

*【0032】

*【数9】

りアドレスに対応する値を得る。この値をラッチc711で次のサンプルタイミングまで保持する。この保持値が各サンプルタイミングにおける $-\sin$ 振幅値である。

【0039】以上により、ラッチb708およびラッチc711に各サンプルタイミング毎に \cos 振幅値および $-\sin$ 振幅値が保持される。また、ラッチd709およびラッチe712には各サンプルタイミング毎に前述の周波数シフト後の同相 I'_{tx} および直交成分 Q'_{tx} が保持され、数9に基づいて直交変調出力714が生成される。図8に動作タイミングチャートを示す。

【0040】仮に、 $f_s = 7622.4\text{MHz}$ とした場合、300KHz間隔の周波数生成のためには、数6より25408($7622.4\text{MHz} / 300\text{KHz}$)ワードの離散キャリアデータ量が必要となる。また、この場合周波数シフトを行う際に必要な50KHzの周波数データを生成するための離散キャリアデータ量は、波形生成部2の出力サンプル周波数を1.92MHzとした場合、数6より1.92MHzと50KHzの最大公約数が10KHzであることに注意すると192($1.92\text{MHz} / 10\text{KHz}$)ワードとなる。従って、この場合必要な合計離散キャリアデータ量は25600($=25408 + 192$)ワードとなり、前述の周波数シフトを行わない例に比べて、離散キャリアデータ量は約 $1/6$ ($=25600 / 152448$)となる。

【0041】以上の方法を用いることにより、直交変調器102で用意すべき離散キャリアデータをキャリア周波数間隔にすることが可能となり、離散キャリアデータ量を低減できる。

【0042】前述の例は、低サンプル速度の同相および直交成分に対して行われたものであるが、インターポレート101-1後でも同様の形態が考えられる。この構成を図9に示す。

【0043】なお、前述の方法で注意すべき点として、数6で示される関係より、周波数間隔=キャリア周波数間隔とした場合には、直交変調器におけるサンプル周波数はキャリア周波数間隔の整数倍でなければならない。もし、サンプル周波数がキャリア周波数間隔の整数倍でない場合には、周波数間隔 \neq キャリア周波数間隔となり、数6の関係から離散キャリアデータ量が増大してしまう。

【0044】次に、受信側について述べる。前述の様に離散キャリアデータ量を低減するためには、 f_a = キャリア周波数間隔とする必要がある。従って、上記PHSの例では50KHz ($=\Delta f$) の周波数シフトが必要である。この一例を図10を用いて示す。入力受信信号を $R(t)$ と表すと、 $R(t)$ は直交検波器105に入力さ

$$f_c = f_d + \Delta f$$

ただし、 $f_d = n \times f_{ch}$ (n : 整数) 直交検波器におけるダウンコンバートにより出力された Δf の中心周波数を持つ所望の受信信号の同相および直交成分はサンプル速度をデシメータ106-1で必要なサンプル速度まで低下させる。 Δf の中心周波数を持つ※

$$\begin{aligned} I_{rx}(t) &= LPF(R(t) \times \cos(2\pi f_d t)) \\ &= LPF((I'_{rx}(t) \times \cos(2\pi f_c t) \\ &\quad - Q'_{rx}(t) \times \sin(2\pi f_c t)) \times \cos(2\pi f_d t)) \\ &= (I'_{rx}(t) \times \cos(2\pi \Delta f t) \\ &\quad - Q'_{rx}(t) \times \sin(2\pi \Delta f t)) / 2 \\ Q_{rx}(t) &= LPF(-R(t) \times \sin(2\pi f_d t)) \\ &= LPF((-I'_{rx}(t) \times \cos(2\pi f_c t) \\ &\quad + Q'_{rx}(t) \times \sin(2\pi f_c t)) \times \sin(2\pi f_d t)) \\ &= (I'_{rx}(t) \times \sin(2\pi \Delta f t) \\ &\quad + Q'_{rx}(t) \times \cos(2\pi \Delta f t)) / 2 \end{aligned} \quad \dots (数10)$$

ただし、 $LPF(x)$ は x に対しキャリア選択用 LPF で、ある規定された周波数以下の信号のみ通過させることを意味する。

【0047】以上により、 Δf の中心周波数を持つ同相および直交成分を $I_{rx}(t)$ 、 $Q_{rx}(t)$ が生成される。この後、 Δf の周波数シフトを行い中心周波数を0とする。これは数8が参考となる。しかし、この際に注意★

$$\begin{aligned} I(t) &= I_{rx}(t) \times \cos(-2\pi \Delta f t) - Q_{rx}(t) \times \sin(-2\pi \Delta f t) \\ &= I_{rx}(t) \times \cos(2\pi \Delta f t) + Q_{rx}(t) \times \sin(2\pi \Delta f t) \\ &= I'_{rx}(t) / 2 \\ Q(t) &= I_{rx}(t) \times \sin(-2\pi \Delta f t) + Q_{rx}(t) \times \cos(-2\pi \Delta f t) \\ &= -I_{rx}(t) \times \sin(2\pi \Delta f t) + Q_{rx}(t) \times \cos(2\pi \Delta f t) \\ &= Q'_{rx}(t) / 2 \end{aligned}$$

… (数12)

従って、周波数シフト後の出力は1/2の係数がつくものの、中心周波数を0とした同相および直交信号となる。数12に示される関係の一構成例を図9に示す。

【0049】この後、周波数シフト後の同相および直交信号を復調器に入力し、復調動作を経て受信ビットストリームが出力される。

【0050】以上の方法を用いることにより、直交検波器105で用意すべき離散キャリアデータをキャリア周波数間隔にすることが可能となり、また離散キャリアデータ量を低減できる。

【0051】前述の例は、低サンプル速度の同相および直交成分に対して行われたものであるが、直交検波直後でも同様の形態が考えられる。この構成を図10に示す。

※れ、所望の受信信号の同相および直交成分を生成する。 $R(t)$ における所望のキャリア周波数を f_c 、直交検波器におけるダウンコンバート周波数を f_d 、キャリア周波数間隔を f_{ch} とすると以下の関係となる。

【0045】

【数10】

※同相および直交成分を $I_{rx}(t)$ 、 $Q_{rx}(t)$ 、またその中心周波数が0の同相および直交成分を $I'_{rx}(t)$ 、 $Q'_{rx}(t)$ と表すとすると数11の関係となる。

【0046】

【数11】

★るべき点として Δf を正数とした場合、負の方向に周波数シフトしなければならない。従って、周波数シフト後の同相および直交成分を仮に $I(t)$ 、 $Q(t)$ とした場合、以下に示す数12の関係を用いる。

【0048】

【数12】

【0052】なお、前述の方法で注意すべき点として、送信側でも説明した様に数6で示される関係より、周波数間隔=キャリア周波数間隔とした場合には、直交検波器におけるサンプル周波数はキャリア周波数間隔の整数倍でなければならない。もし、サンプル周波数がキャリア周波数間隔の整数倍でない場合には、周波数間隔≠キャリア周波数間隔となり、数6の関係から離散キャリアデータ量が増大してしまう。

【0053】直交変調器および直交検波器で、正弦波および余弦波データが必要である。図13に正弦波データから余弦波データを作成する方法を示す。仮に離散キャリアデータが一周期分の正弦波データで構成されている場合、余弦波信号1302の生成に関しては、正弦波信号1301と位相を $\pi/2$ ずらせばよい。即ち、上述の

正弦波生成の読みだしアドレスを $N/4$ だけオフセットすればよい。従って、 N は4の整数倍であることが望ましい。

【0054】また、仮に離散キャリアデータが一周期分の余弦波データで構成されている場合には同様に、正弦波信号の生成に関しては、余弦波信号と位相を $\pi/2$ ずらせばよい。即ち、上述の余弦波生成の読みだしアドレスを $N/4$ だけオフセットすればよい。従って、 N は4の整数倍であることが望ましい。

【0055】次に、IFまでをデジタル化した場合の構成例を図14に示す。通常IF周波数は固定であるが、仮に前述の様に直交変調器および直交検波器でキャリア選択する構成を考えた場合には同様に考えることができる。この場合、周波数シンセサイザは不要となり、代わりに固定発振器1402、1403によって固定周波数分だけアップコンバートおよびダウンコンバートを行うことになる。

【0056】最後に、本発明における無線機を実現した際に、送信側と受信側のキャリア周波数誤差に起因する復調器での位相回転に関しては、単位時間当たりの位相回転量を検出および補正するためのベースバンドAFC (Automatic Frequency Control) 機能が必要となる。

【0057】

【発明の効果】本発明によれば、RFまたはIF部までをデジタル化した無線通信機器で、キャリア選択のためのキャリア生成に必要な離散キャリアデータ量を必要最小限とすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明におけるデジタル化無線通信機器のブロック図。

【図2】離散キャリアデータの一構成例の説明図。

【図3】離散キャリアデータから複数の周波数を生成する原理の説明図。

【図4】本発明における周波数シフト部を用いた直交変

調のブロック図。

【図5】本発明における周波数シフト部の説明図。

【図6】本発明における周波数シフト後の同相および直交成分の周波数特性図。

【図7】本発明における直交変調器のブロック図。

【図8】本発明における直交変調器構成例における動作タイミングチャート。

【図9】本発明における周波数シフト部を用いた直交変調のもう一つのブロック図。

【図10】本発明における周波数シフト部を用いた直交検波のブロック図。

【図11】本発明における周波数シフト部の説明図。

【図12】本発明における周波数シフト部を用いた直交検波のもう一つのブロック図。

【図13】サンプル点を $N/4$ シフトした場合の余弦波の説明図。

【図14】本発明をIFまでデジタル化した無線通信機器に適用した場合のブロック図。

【図15】従来における無線通信機器のブロック図。

【図16】従来例に関し、RFまでをデジタル化した無線通信機器のブロック図。

【図17】デジタル化直交変調器のブロック図。

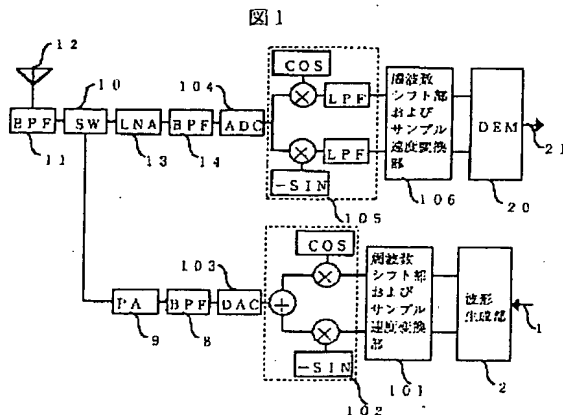
【図18】変調器出力における同相および直交成分の周波数特性図。

【図19】デジタル化直交検波器のブロック図。

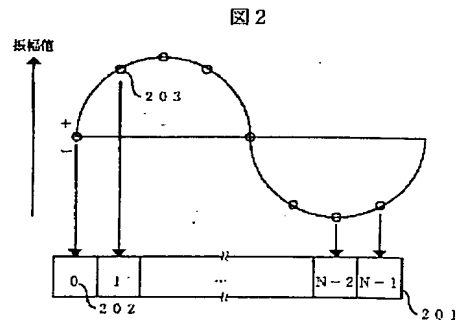
【符号の説明】

1…送信ビットストリーム、2…波形生成部、8、11、14…BPF、9…PA、10…SW、12…アンテナ、13…LNA、104…A/D変換器、20…復調器、21…受信ビットストリーム、101、106…周波数シフト部およびサンプル速度変換部、102…デジタル化直交変調器、105…デジタル化直交検波器、101-1…インターポレータ、106-1…デシメータ、101-2…周波数シフト部。

【図1】

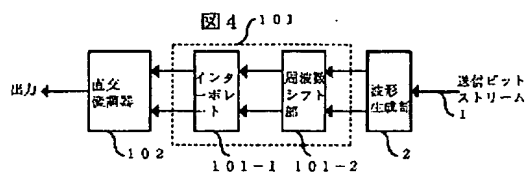


【図2】

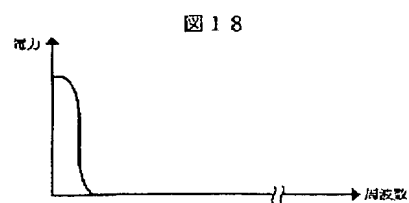


【圖 4】

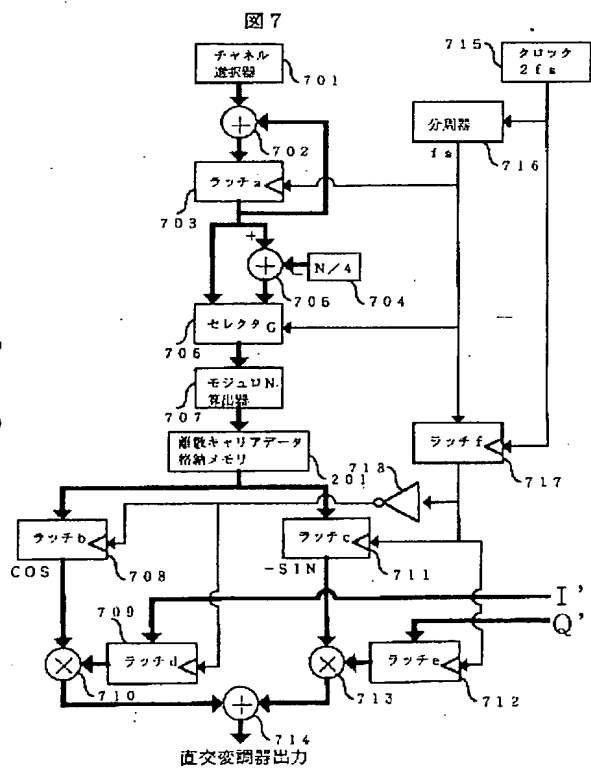
图 4 (10)



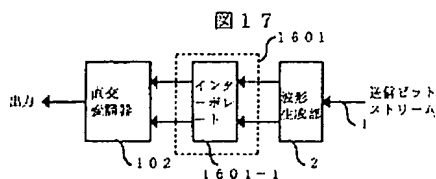
【图 18】



【圖 7】

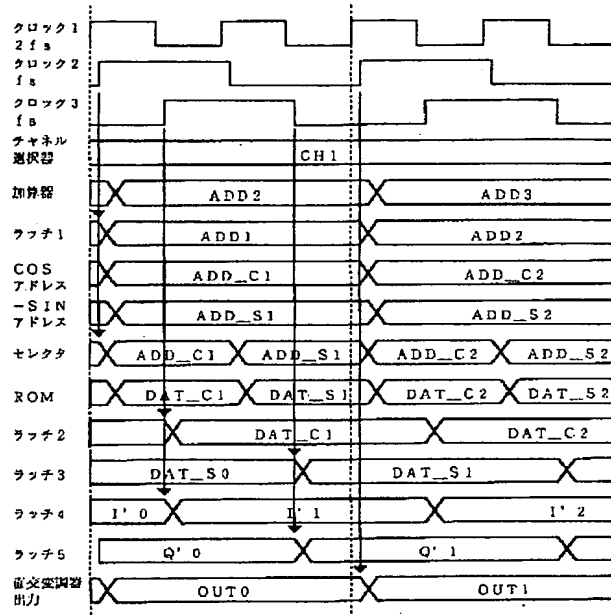


【圖 17】



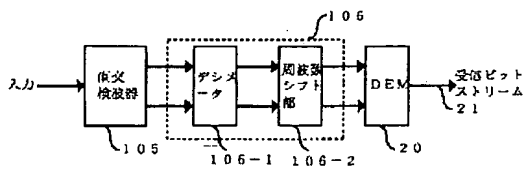
【図8】

図8



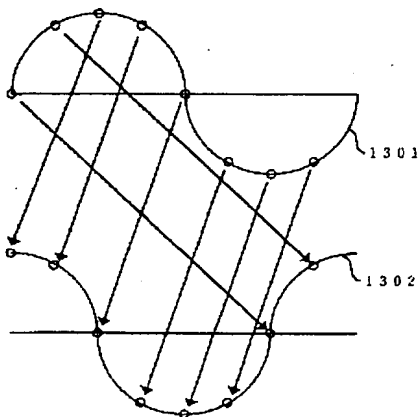
【図10】

図10



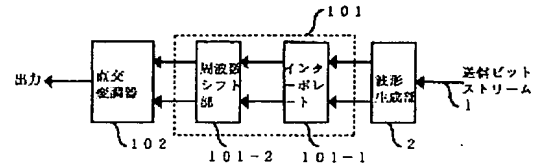
【図13】

図13



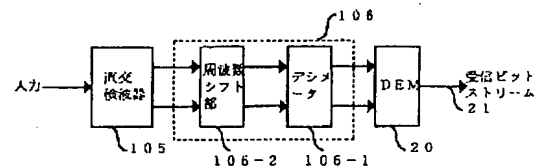
【図9】

図9



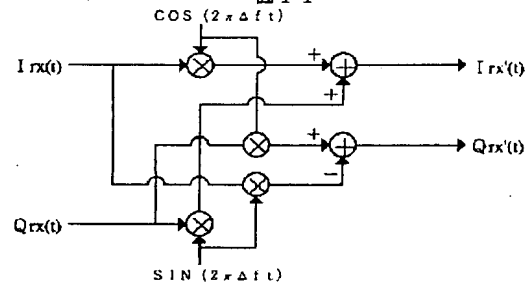
【図12】

図12



【図11】

図11



【図14】

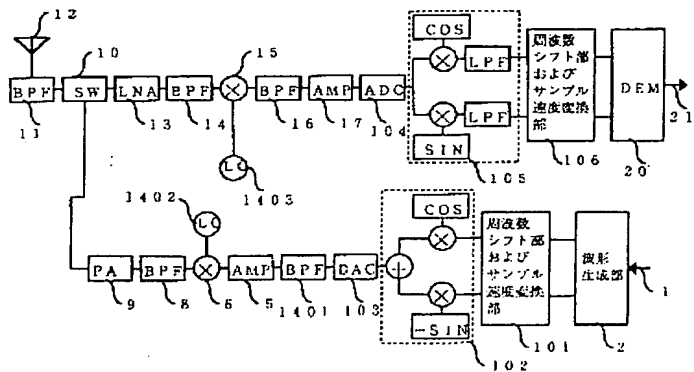
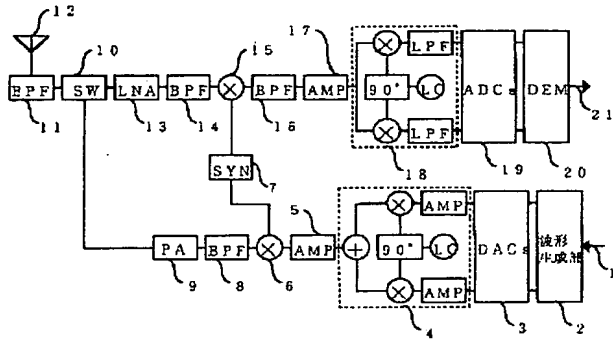


図14

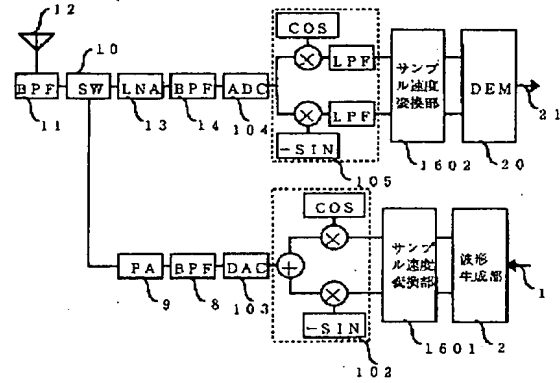
【図 15】

図 15



【図 16】

図 16



【図 19】

図 19

